

UNIVERSITÉ DE NEUCHÂTEL - FACULTÉ DES SCIENCES

Electronique associée à une mesure triparamétrique en physique nucléaire

THÈSE

présentée à la Faculté des Sciences de l'Université de Neuchâtel
pour l'obtention du grade de docteur ès sciences

par

ERHARD GRAF

Ingénieur électricien diplômé E. P. F.

1968

Bâle

Imprimerie Birkhäuser S. A.

1969

UNIVERSITÉ DE NEUCHÂTEL - FACULTÉ DES SCIENCES

Electronique associée à une mesure triparamétrique en physique nucléaire

THÈSE

présentée à la Faculté des Sciences de l'Université de Neuchâtel
pour l'obtention du grade de docteur ès sciences

par

ERHARD GRAF

Ingénieur électricien diplômé E. P. F.

Bâle

Imprimerie Birkhäuser S. A.

1969

UNIVERSITÉ DE NEUCHÂTEL
FACULTÉ DES SCIENCES

La Faculté des sciences de l'Université de Neuchâtel, sur le rapport de Messieurs J. ROSSEL, C. ZANGGER, et E. BALDINGER autorise l'impression de la présente thèse sans exprimer d'opinion sur les propositions qui y sont contenues.

Neuchâtel, le 24 décembre 1968

Le doyen:
J. ROSSEL



Electronique associée à une mesure triparamétrique en physique nucléaire

1.1. Schéma-bloc de la mesure triparamétrique de la réaction $n + d \rightarrow n + n + p$ à 14 MeV

L'étude complète de la fracture du deuteron par un neutron requiert l'emploi d'un système permettant l'enregistrement simultané de cinq grandeurs expérimentales pour chaque événement. En mesurant la direction et le temps de vol de chacun des deux neutrons coplanaires et l'amplitude de l'impulsion du proton issu de la réaction on dispose d'une information supplémentaire permettant de distinguer les bons événements d'un bruit de fond important. Se basant sur la géométrie de l'expérience (Fig. 1) nous obtenons le schéma de bloc simplifié sans circuits de discriminations (Fig. 2).

Dans le schéma de bloc complet (Fig. 3) nous avons dessiné en traits épais les connexions qui amènent une information physique aux convertisseurs analogique-numériques, en traits fins celles qui sont en rapport avec une discrimination temporelle des impulsions (discrimination du bruit de fond). De plus nous avons ajouté à ce schéma le dispositif de test et l'électronique exigée par la technique de la particule α associée, qui permet une réduction du bruit de fond. En effet, les convertisseurs temps-amplitude ne sont débloqués que s'il y a eu une coïncidence $\alpha - p$.

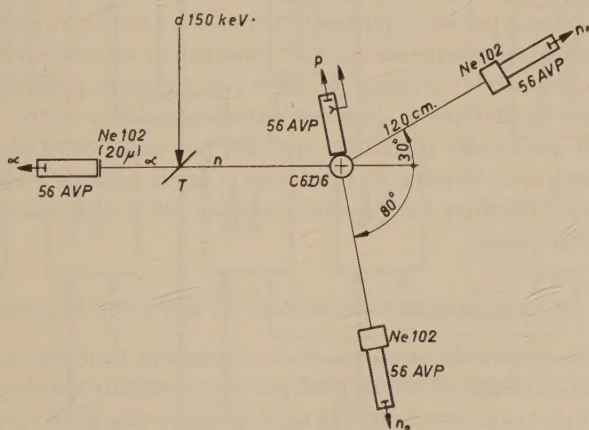


Figure 1
Géométrie de l'expérience.

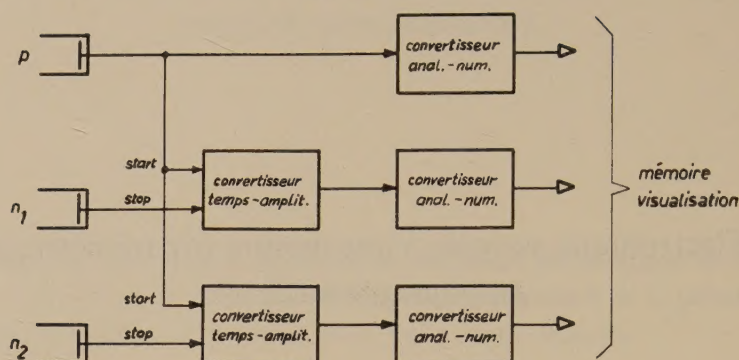


Figure 2

Schéma de blocs simplifié.

La condition pour que l'impulsion p passe par la porte linéaire est une coïncidence $n_1 - n_2$. Une troisième coïncidence ouvre les convertisseurs analogiques-numériques s'il y a eu corrélation temporelle entre la sortie des coïncidences $\alpha - p$ et $n_1 - n_2$. Elle est bloquée pendant le temps mort de la partie mémoire empêchant ainsi la superposition de l'information provenant de deux événements distincts.

Enfin, si le registre de sortie des convertisseurs analogique-numériques indique une valeur supérieure à une valeur physique limite, une impulsion arrivant sur la coïncidence 4 provoque une remise à zéro de ces registres et empêche le passage de l'impulsion qui commande un cycle de mémoire.

Le choix du type de mémoire a été dicté par les considérations suivantes: un analyseur multicanaux utilisé comme analyseur biparamétrique intègre tous les événements ayant le même couple de valeurs pour l'énergie des 2 neutrons. Sa capacité d'adresse de 4096 canaux permet la formation d'une matrice de 64×64 canaux dont la visualisation à 3 dimensions (perspective isométrique $x \rightarrow \Delta t_{n1}$, $y \rightarrow \Delta t_{n2}$, $z \rightarrow N(x; y)$) rend possible un jugement immédiat sur la façon dont se déroule l'expérience. Il est par contre impossible par cette méthode de tenir compte de dérivés lentes qui seraient mises en évidence par les impulsions de test. C'est pourquoi un second système de mémoire, qui enregistre chaque événement séparément sans intégration, est utilisé en parallèle avec le premier. Il présente en outre l'avantage de permettre l'enregistrement d'un troisième paramètre (à part les directions). Dans notre cas il s'agit de l'énergie du proton, paramètre rendodant qui sert par un calcul ultérieur à éliminer une partie des événements fortuits. Etant donné le faible taux de comptage inhérent à une telle expérience (environ 1 événement tous les 200 s) nous avons choisi la perforation sur bande de papier.

1.2. Evaluation des performances requises pour les différents éléments fonctionnels

1.2.1. *Résolution temporelle.* A cause de la dimension finie des scintillateurs, la résolution physique en temps de vol ne peut pas être meilleure que 6%, ce qui correspond pour le temps de vol le plus court (24 ns) à une incertitude de 1,5 ns. Il faut donc que la résolution électronique, compte tenu du fait que les impulsions passent les seuils à des temps différents selon leur amplitude (time walk), soit inférieure à ce

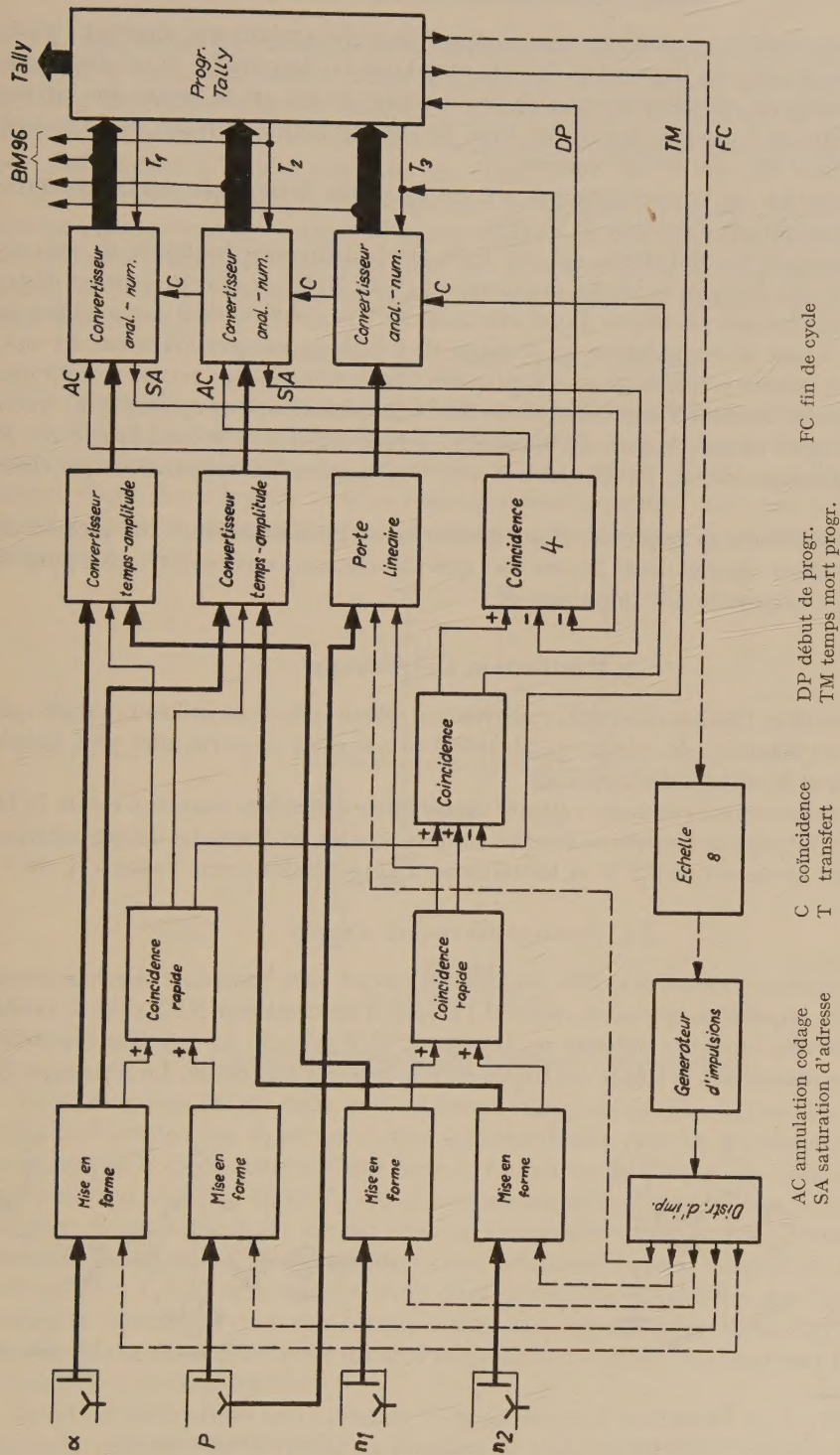


Figure 3

Schéma de blocs de la mesure triparamétrique de la réaction $n + d \rightarrow n + n + p$.

chiffre. Ceci conduit à introduire dans l'appareillage des circuits qui séparent l'information temporelle des impulsions de leur variations en amplitude. Si on désire que pour des neutrons monoénergétiques le pic de temps de vol ait au moins une largeur à mi-hauteur de 5 canaux, le nombre total de canaux pour une plage de 80 ns doit être d'environ 250, soit 8 bits binaires.

La résolution de la coïncidence $\alpha - p$ est de même déterminée par la géométrie des détecteurs et est d'environ 10 ns (2τ).

La largeur de la coïncidence $n_1 n_2$ est fixée par la différence des temps de vol correspondant aux énergies extrêmes des neutrons (1–12 MeV). Si d'autre part on désire faire des étalonnages au moyen d'une source de Na^{22} (γ corrélés) sans rien modifier au dispositif, il faut alors considérer un domaine de 0 à 78 ns, soit pratiquement 2τ env. 200 ns. Les mêmes considérations s'appliquent aux convertisseurs temps-amplitude.

Le premier flanc de l'impulsion de sortie de la coïncidence $n_1 n_2$ peut donc avoir un retard de 87 ns par rapport à l'impulsion correspondante de la coïncidence $\alpha - p$. Par son principe même, la coïncidence $\alpha p - n_1 n_2$ aura une résolution d'environ 100 ns.

1.2.2. *Résolution en amplitude.* Si on désire que les impulsions dûes aux protons de 1 MeV tombent dans le canal 20, on voit que 256 canaux conviennent aussi pour la mesure de l'amplitude de l'impulsion p .

2. Réalisation électronique

Pour faciliter l'élaboration et la construction des circuits nous utilisons autant que possible des éléments de schéma semblables, ce qui rend en particulier plus simple l'entretien et le réglage des appareils.

Nous avons normé certaines valeurs: l'impédance des câbles coaxiaux est de $75\ \Omega$, ainsi que l'impédance d'entrée de tous les circuits rapides, les seuils des discriminateurs et mises en forme est de 0,5 V et les tensions d'alimentations sont fixées à $\pm 24\text{ V}$, $\pm 6\text{ V}$.

2.1. Principe des circuits d'entrée.

Le transistor d'entrée travaille toujours en circuit base commune. Le traitement linéaire des impulsions négatives requiert l'emploi d'un transistor NPN (Fig. 4) tandis que les circuits limiteurs utilisent un transistor PNP (Fig. 5). La jonction émetteur-base de ce dernier est protégée contre les surtensions par une diode. La résistance R_1

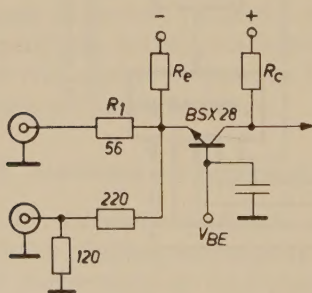


Figure 4
Circuit d'entrée linéaire.

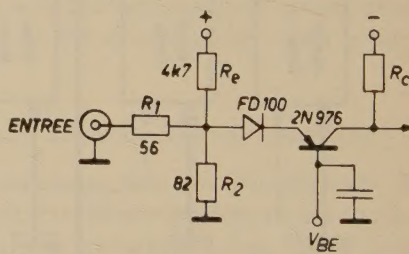


Figure 5
Circuit d'entrée limiteur.

sert à l'adaptation de l'impédance du câble pour le circuit linéaire. les résistances R_1 et R_2 ont le même rôle dans le circuit limiteur. Ce dernier ne peut cependant pas donner une impédance d'entrée constante en fonction de l'amplitude de l'impulsion d'entrée, de ce fait les réflexions dues aux grandes impulsions doivent être absorbées par l'adaptation à l'autre extrémité du câble.

A l'aide de la tension V_{BE} , fournie par un diviseur de tension résistif, on peut ajuster à zéro la tension continue à l'entrée. Etant donné les conditions de température relativement constantes des laboratoires, on peut se passer d'un système de compensation utilisant par exemple un transistor avec collecteur commun pour produire cette tension V_{BE} .

2.2. Principe des circuits de mise en forme

Ce circuit (Fig. 8) donne une impulsion standardisée en temps et en amplitude si on applique à l'entrée une brève impulsion de courant. Il se comporte donc comme un multivibrateur monostable. Les avantages de ce montage [1] composé d'une diode tunnel, d'une diode inverse et d'un transistor base commune, sont une bonne indépendance entre la sortie et l'entrée, ainsi qu'une grande vitesse de commutation et un faible temps mort.

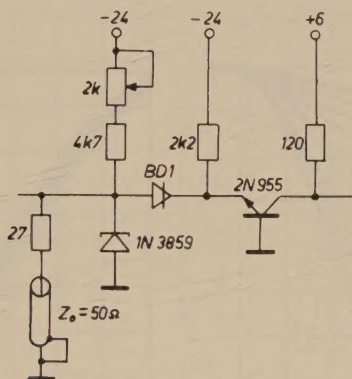


Figure 8
Circuit mise en forme.

2.3. Circuit de détermination temporelle (zero-crossing)

Le schéma complet de cette mise en forme «temporelle» (Fig. 10) montre d'abord le circuit d'entrée avec T_1 et une entrée supplémentaire pour les impulsions de test. On remarque le câble court-circuité pour la formation de l'impulsion bipolaire et le discriminateur avec D_2 , D_3 et T_2 , qui donne une impulsion dont le flanc arrière coïncide avec le croisement du niveau zéro de l'impulsion bipolaire. Le transistor T_3 n'amplifie que la partie positive de l'impulsion différenciée par l'inductivité L . Enfin les transistors T_4 à T_8 permettent d'avoir plusieurs sorties en parallèle. La Figure 11 b montre les impulsions de sortie correspondant aux impulsions d'entrée Fig. 11 a. On constate que la dispersion en temps de 3 ns (pour le domaine d'amplitudes considéré) est ramenée à environ 0,4 ns.

Le retard intrinsèque entre l'entrée et la sortie est d'environ 14 ns. La Figure 12 montre la variation de ce retard en fonction de l'amplitude des signaux à l'entrée.

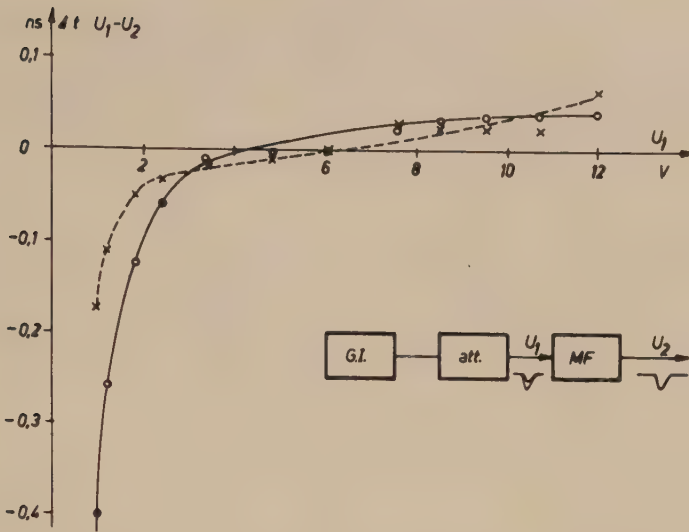


Figure 12

Variation du retard entrée-sortie des circuits de détermination temporelle.

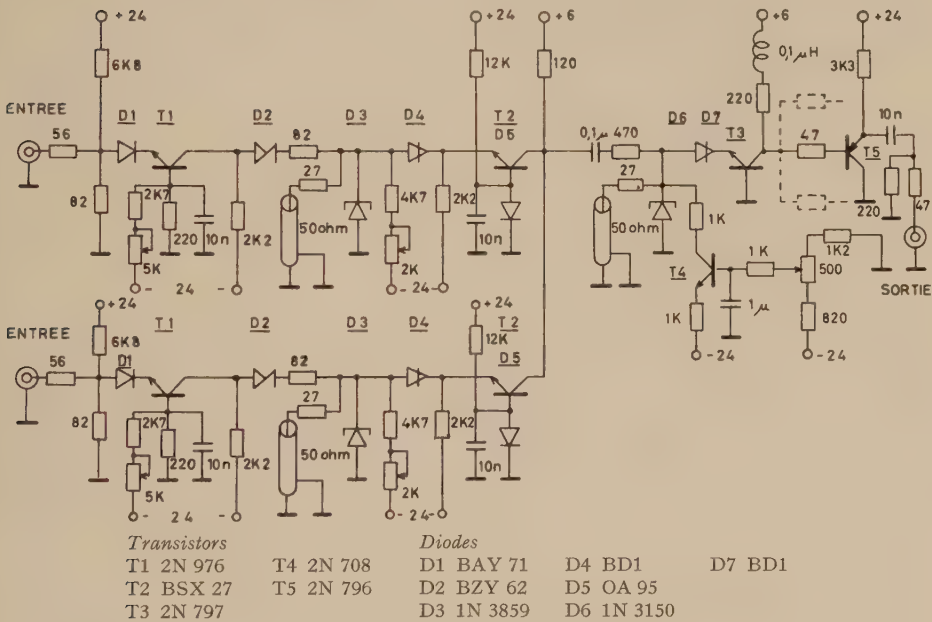


Figure 13

Coincidence $\alpha - \beta$.

chapitre 2.2. Elles donnent des impulsions dont la largeur déterminant la résolution temporelle est définie par la longueur des câbles court-circuités. Après addition des signaux sur la résistance des collecteurs de T_2 la discrimination se fait au moyen des

transistors $T_3 - T_4$ et des diodes $D_6 - D_7$. Enfin, un transistor monté en émetteur-suiveur permet l'adaptation du câble de sortie.

Le schéma de la coïncidence $\alpha p - n_1 n_2$ (Fig. 14) est rendu plus simple grâce à la mise en forme des impulsions de sortie des coïncidences αp et $n_1 n_2$ qui précèdent. La

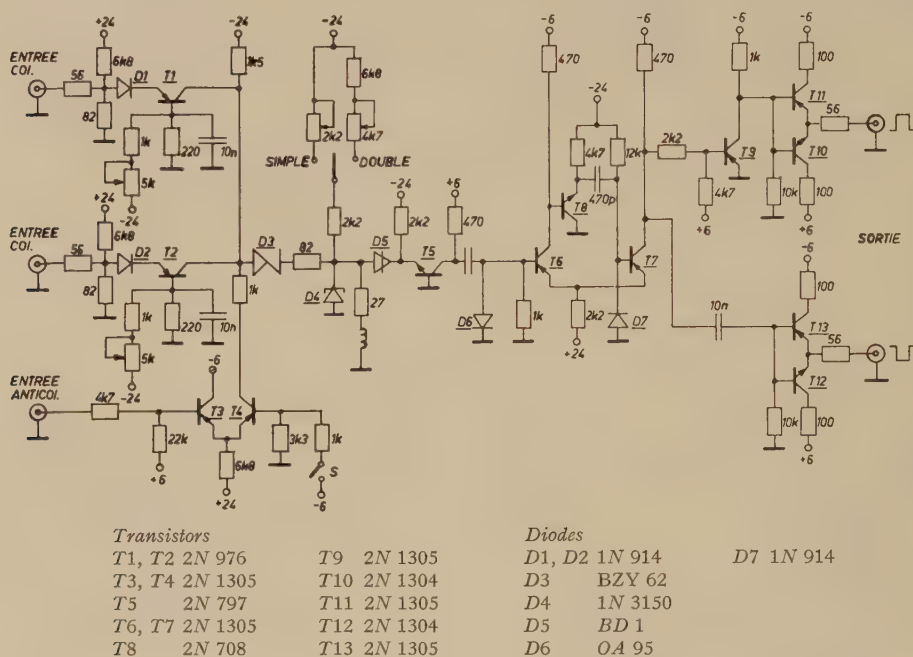
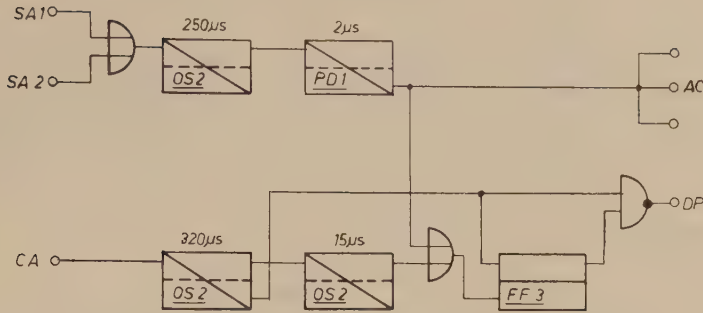


Figure 14
Coïncidence $\alpha p - n_1 n_2$.

largeur de ces impulsions, qui définit la résolution de la coïncidence $\alpha p - n_1 n_2$, est obtenue par le choix de la longueur des câbles des discriminateurs (Fig. 13). Les circuits d'entrée de la coïncidence $\alpha p - n_1 n_2$ sont les limiteurs déjà décrits (chap. 2.1.). Une entrée antioïncidence, dont la fonction a été précisée plus haut (1.7.) et dont la tension de repos est de -5 V , a été ajoutée. Un niveau de 0 V à cette entrée bloque le discriminateur ($T_5 - D_4 - D_5$) et empêche le système de répondre à une superposition d'impulsions aux entrées coïncidences. On obtient le même résultat à l'aide du commutateur S. Le circuit de sortie est composé d'un multivibrateur monostable ($T_6 - T_8$), d'un transistor T_9 qui change la polarité, et de 2 montages symétriques de sortie pour les impulsions positives et négatives. Les performances du circuit monostable sont fixées par les caractéristiques de l'unité logique qui suit et des convertisseurs analogique-numériques.

Cette unité (Fig. 15) est construite à l'aide de blocs logiques montés de manière à obtenir les retard nécessaires entre le signal «saturation adresse 1 ou 2» donné par les convertisseurs analogique-numériques et la sortie «annulation codage» (partie supérieure de la Fig. 15). La partie inférieure du schéma montre la réalisation de la



SA saturation adresse AC annulation codage CA commande analyse DP début programme

Figure 15

Unité logique (coïncidence 4).

fonction anticoïncidence au moyen d'un circuit bistable FF_3 utilisé comme mémoire intermédiaire.

On voit sur la Figure 16 les courbes de coïncidence $\alpha - p$ prises d'une part à l'aide d'un générateur d'impulsions et d'un retard variable, et d'autre part avec des impulsions statistiques dans les conditions de l'expérience physique. La pente des flancs de ces courbes est déterminée par la dimension des scintillateurs, la dispersion résiduelle des circuits de détermination temporelle et le comportement statistique des phototubes. Les courbes pour les 2 autres coïncidences, leur largeur mise à part, sont semblables.

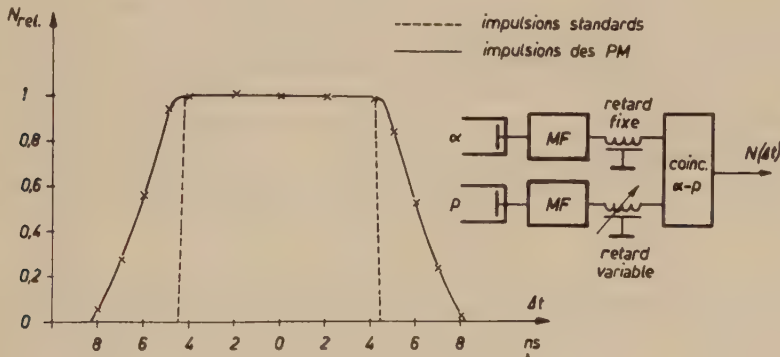


Figure 16

Courbe de coïncidence $\alpha - p$.

2.5. Schéma des systèmes de conversion temps-amplitude

L'application du principe de la charge d'une capacité par un courant constant pendant le temps à mesurer nous amène au schéma de la Figure 17. Cette capacité qui se trouve entre le collecteur de T_3 et la masse est chargée à $+6\text{ V}$ dans des conditions de repos. Le transistor T_3 ne conduit pas alors et le courant à travers la résistance de $1,8\text{ k}\Omega$ se trouvant entre l'émetteur de ce transistor et la borne -24 V passe par la diode inverse et la diode tunnel ($D_6 - D_5$), dont le point de travail se trouve dans la

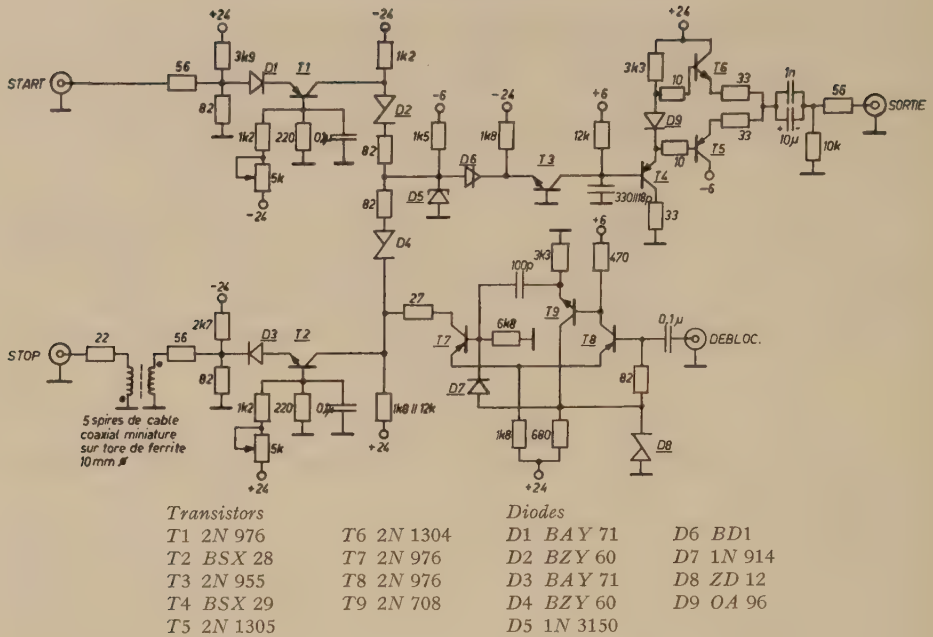


Figure 17

Convertisseur temps-amplitude

région des basses tensions. Une impulsion négative à l'entrée «start» fait basculer la diode tunnel à l'aide du circuit d'entrée $D_1 - T_1$. La diode D_6 est alors bloquée mettant ainsi en conduction le transistor T_3 qui permet la décharge de la capacité par un courant constant. On fait rebasculer la diode tunnel au moyen d'une impulsion négative à l'entrée «stop», après l'avoir inversée par le transformateur d'impulsions. La capacité se recharge alors à sa tension de repos avec une constante de temps beaucoup plus grande que l'intervalle de temps à mesurer. La valeur de ce dernier est proportionnelle à l'amplitude de l'impulsion transmise par 2 étages émetteur-suiveurs montés en série.

Un fonctionnement correct de ce convertisseur temps-amplitude n'est assuré que si une impulsion «stop» suit une impulsion «start» à l'intérieur du domaine de linéarité défini par la valeur de la capacité. Dans une mesure en physique nucléaire cette exigence n'est que rarement réalisée. On tourne cette difficulté en utilisant un multivibrateur monostable ($T_7 - T_9$) qui bloque le système en l'absence d'une impulsion de déblocage provenant de la coïncidence $\alpha - p$. Au repos le transistor T_7 est en conduction, son courant polarise la diode tunnel de façon qu'une impulsion «start» soit inactive. En pratique dans une mesure réelle, on choisit comme impulsions «stop» celles qui proviennent du détecteur ayant le plus grand taux de comptage. Dans notre cas, il s'agit du compteur $C_6 D_6$, on remarque alors que les impulsions «start» arriveraient après les impulsions «stop» si l'on n'avait pas rétabli une séquence temporelle correcte au moyen d'un câble de retard adéquat. On mesure donc une tension de pointe de l'impulsion de sortie du convertisseur qui vaut $U_p = \text{const.} (t_0 - \Delta t)$, t_0 étant le retard introduit par le câble et Δt le temps de vol des neutrons.

La relation entre le temps de vol et les canaux de l'analyseur est donné par la Figure 18, on voit que le domaine linéaire s'étend sur 90 ns.

La Figure 19 montre la résolution des pics de temps de vol pour 2 retards différents, pris à l'intérieur du domaine linéaire et sous les mêmes conditions que la

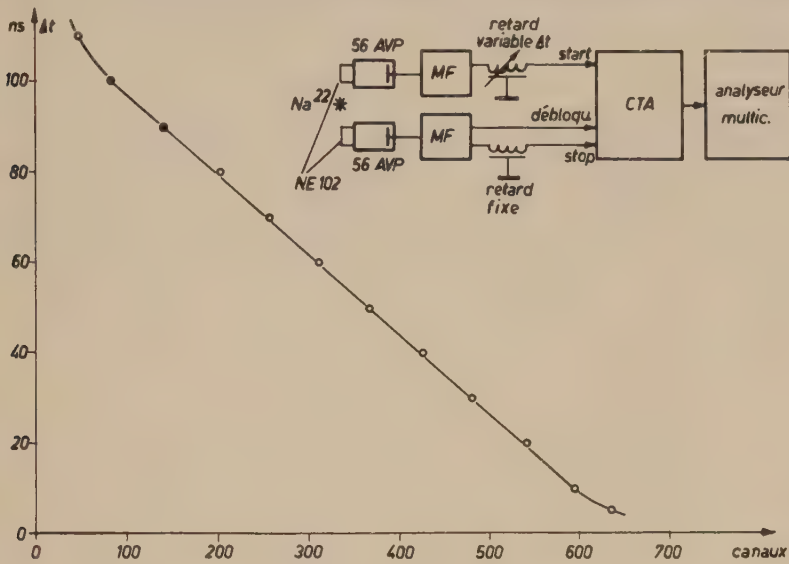


Figure 18

Convertisseur temps-amplitude, relation temps de vol-canaux.

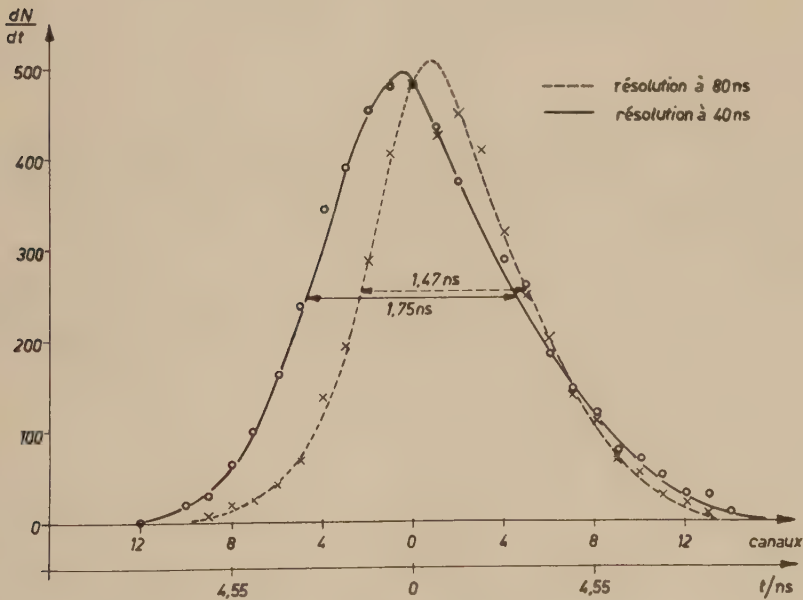


Figure 19

Résolution convertisseur temps-amplitude.

Figure 18. Les remarques concernant les flancs des courbes de coïncidence sont également valables ici.

2.6. Schéma de la porte linéaire

On distingue sur le schéma de la porte linéaire (Fig. 20) 3 parties principales. Tout d'abord le multivibrateur monostable ($T_1 - T_2$) qui définit le temps d'ouverture

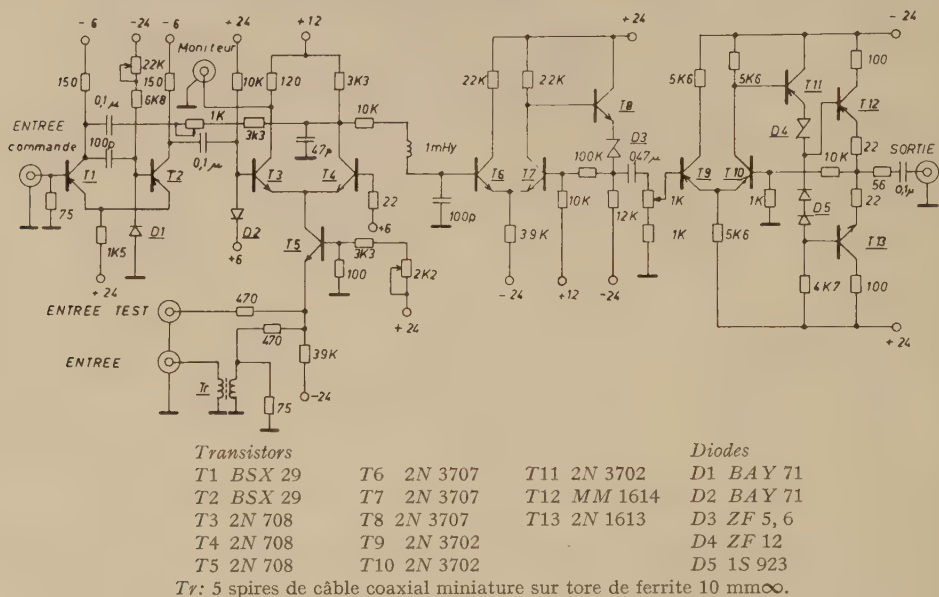


Figure 20
Porte linéaire.

après avoir reçu l'impulsion de commande provenant de la coïncidence $n_1 - n_2$. Ensuite les transistors $T_3 - T_5$ qui fonctionnent comme commutateurs de courant, et enfin le circuit intégrateur situé entre les transistors T_4 et T_6 . Le faible signal produit par l'intégration du courant d'entrée passe par 2 étages amplificateurs ($T_6 - T_8$ et $T_9 - T_{13}$). L'impulsion rectangulaire provoquée par la commutation du courant de repos de T_5 est compensée par une fraction de l'impulsion du circuit monostable de polarité inverse. Nous pouvons contrôler la bonne séquence temporelle entre l'impulsion de commande et le signal d'entrée à l'aide de la sortie «moniteur» branchée sur le collecteur de T_3 .

2.7. Schéma du générateur d'impulsions de test

La réalisation du générateur d'impulsions de test est illustré par la Figure 21. Etant donné le peu d'importance de la différence temporelle entre les impulsions de déclenchement et de sortie, et la faible fréquence de répétition (de l'ordre de 0,01 Hz) il est possible d'employer ici un contact au mercure qui décharge une capacité à travers d'une résistance de 75 Ω . Ce contact est commandé par la sortie d'un diviseur de fréquence qui permet d'avoir un test après 1, 3 ou 7 événements physique. On obtient ainsi des impulsions qui ont un faible temps de montée et une amplitude suffisante

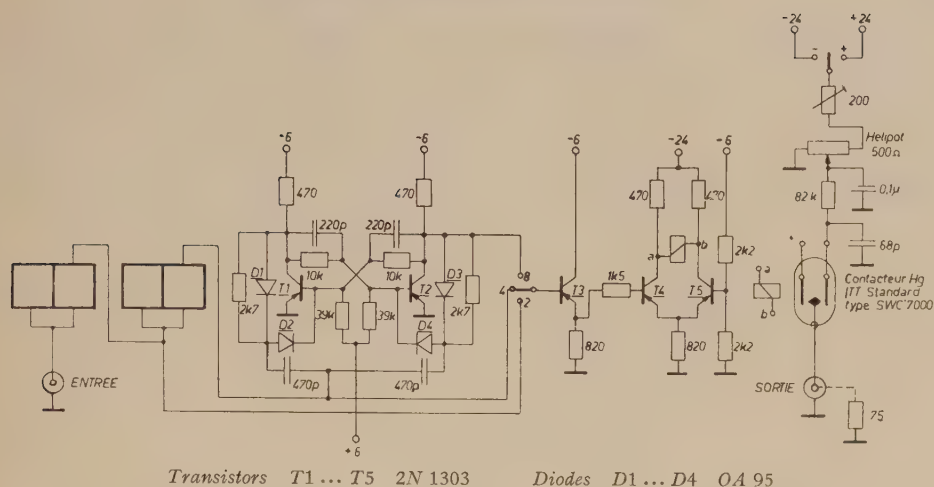


Figure 21
Générateur d'impulsion de test.

pour pouvoir être divisée en 5 par des résistances tout en gardant une valeur compatible avec le seuil de l'entrée «test» des différentes unités. La forme des impulsions produites simule celle des impulsions des phototubes. La fréquence maximale de répétition de ce générateur (env. 200 Hz) facilite un contrôle rapide de l'ensemble de l'appareillage à l'aide d'un oscilloscope.

2.8. Commande de la perforation de la bande

En se basant sur le schéma de principe on constate que l'appareil doit remplir les fonctions suivantes:

1. Lecture de l'information contenue dans les registres des 3 convertisseurs analogique-numériques dans une séquence déterminée.
2. Changement du code binaire pur parallèle des convertisseurs en un code compatible avec la lectrice de bandes perforées de la calculatrice disponible.
3. Commande du cycle de mémoire de l'analyseur multicanaux branché en analyseur biparamétrique.
4. Introduction manuelle d'information sur la bande perforée.

Ces exigences conduisent au schéma bloc simplifié de la Figure 22, avec

DP début de programme

FC fin de cycle

T₁-T₃ transfert convertisseur 1-3

CAD sorties binaires parallèles des convertisseurs

TM temps mort

3. Conclusions

Les différentes unités fonctionnelles décrites dans ce travail ont déjà été en opération dans cette expérience délicate de physique nucléaire qu'est la mesure complète de la fracture du deuton pendant plusieurs mois de manière satisfaisante.

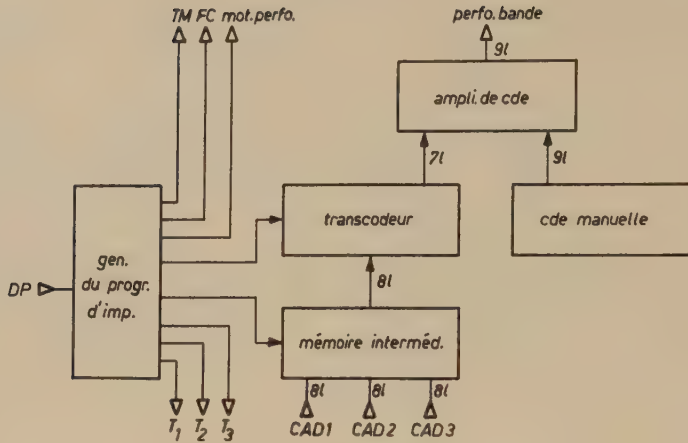


Figure 22

Schéma bloc simplifié de la commande de la perforation de la bande.

On a pu établir que la stabilité de l'ensemble, mesuré à l'aide du générateur d'impulsions de test, est bonne. Ce résultat est illustré par la Figure 23.

D'autre part les premières mesures effectuées ont montré que la conception de cet ensemble électronique permet de mettre en évidence nettement le phénomène phy-

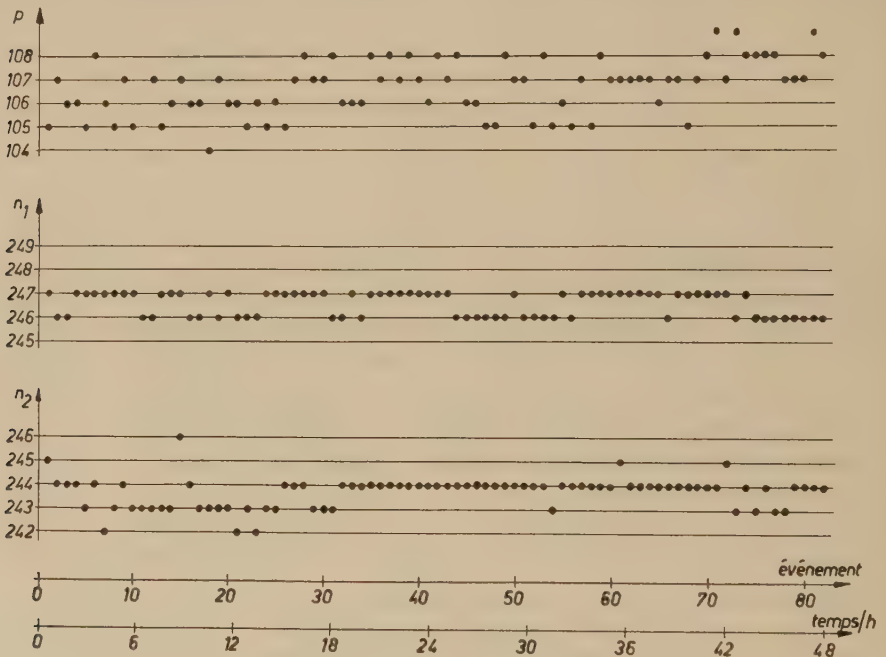


Figure 23

Stabilité à long terme mesuré avec les impulsions de test.

p_1 Valeur numérique donnée par le convertisseur analogique-numérique après la porte linéaire.

n_1, n_2 Valeurs numériques des impulsions de sortie des convertisseurs temps-amplitude.

sique recherché. La Figure 24 montre le spectre total obtenu lors d'une série de mesures préliminaires, tel qu'il apparaît directement sur la visualisation de l'analyseur biparamétrique. La Figure 25 montre ce même spectre après sélection des évènements réels grâce au troisième paramètre redondant.

Certaines des unités développées pour l'expérience de la fracture du deuton ont trouvé dans nos laboratoires une application pour plusieurs autres mesures, aussi bien en physique du solide qu'en physique nucléaire.

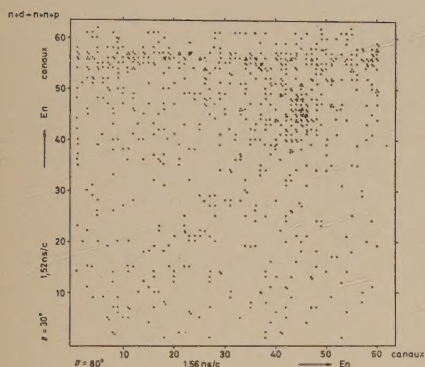


Figure 24

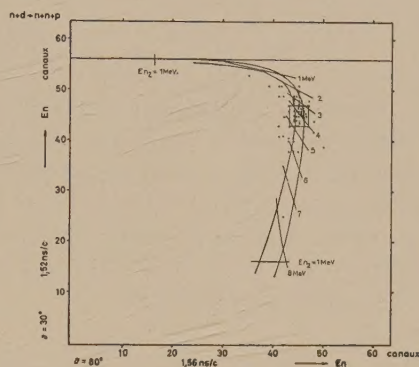


Figure 25

LITTÉRATURE

- [1] H. VERWEIJ, Proc. Int. Symp. Nuclear Electronics (Paris 1963), p. 723.
- [2] L. J. LIDOFKY, Proc. Conf. EANDC (Karlsruhe 1964), p. 9.
- [3] A. E. BJERKE, Q. A. KERNS and T. A. NUNAMAKER, Nucl. Instrum. Meth. 34, 249 (1962).
- [4] H. BRAFMAN, Nucl. Instrum. Meth. 34, 239 (1965).
- [5] S. GORODETZKY, A. MUSER, J. ZEN et R. ARMBRUSTER, Nucl. Instrum. Meth. 17, 353 (1962).
- [6] G. WALTER et A. COCHE, Nucl. Instrum. Meth. 23, 147 (1963).
- [7] E. GATTI and V. SVELTO, Nucl. Instrum. Meth. 4, 189 (1959).
- [8] H. JUNGCLAUSEN, Nucl. Instrum. Meth. 27, 88 (1964).

Zusammenfassung

Ausgehend vom Blockschaltbild einer relativ wenig aufwendigen, aber wirksamen Apparatur zur Messung der Reaktion $n + d \rightarrow n + n + p$ werden die Anforderungen an die einzelnen Teile hergeleitet und die Schaltbilder der elektronischen Funktionseinheiten gegeben. Die durch die Messung eines dritten redundanten Parameters ermöglichte Ausscheidung des Untergrundes anhand der Energiebilanz wird durch erste Messergebnisse veranschaulicht.

(Reçu: 12 octobre 1968)

Curriculum vitae

Originaire de Davos GR je suis né dans cette localité le 5 février 1931. Après mes classes primaires à Davos j'ai fréquenté le gymnase de la Schweizerische Alpine Mittelschule qui m'a permis de passer les examens de Maturité fédérale type B en 1950. J'ai poursuivi mes études à l'École Polytechnique Fédérale à Zurich où j'ai obtenu en 1956 le diplôme d'ingénieur électricien. Dès 1958 après avoir travaillé comme assistant à l'Institut de haute fréquence de l'E. P. F. je suis à l'Institut de physique de l'Université de Neuchâtel.

